

(19)



JAPANESE PATENT OFFICE

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number: 09289501 A

(43) Date of publication of application: 04.11.97

(51) Int. Cl. H04J 13/04

(21) Application number: 08100107

(22) Date of filing: 22.04.96

(71) Applicant: SHARP CORP

(72) Inventor: HAMAGUCHI YASUHIRO
KUBOTA MINORU
OKAMOTO NAOKI

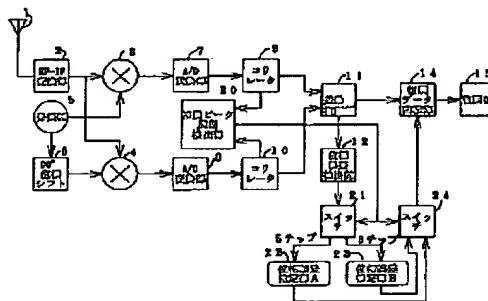
(54) SPREAD SPECTRUM COMMUNICATION
RECEIVER

(57) Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To compensate a phase error due to a frequency error between transmission and reception by the receiver of a direct spread and spread spectrum communication system which uses delay multiplexing according to the number of chips of delay waves of a multiplexed wave.

SOLUTION: For example, a signal spread with a code of 11 chips is multiplexed with 5-chip delay on a transmission side. Correlators 9 and 10 perform correlation and while one signal demodulated by a differential demodulation part 11 is sent to a switch A21 through a phase error extraction part 12, the other is sent to a demodulated data circuit part 14. A correlation peak detection part 20 detects the correlation peak between 5 chips and 6 chips to switch switches 21 and 24. When the 5 chips have the correlation peak, the signal is passed through the switch 21, phase error estimation part A22, and switch 24 and an accurate phase rotation quantity is sent to the demodulated data circuit part 14. When the 6 chips have the correlation peak, the signal is passed through the switch 21, phase error estimation part B23, and switch 24 and an accurate phase rotation quantity is sent to the demodulated data circuit part 14.

COPYRIGHT: (C)1997,JPO



(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平9-289501

(43)公開日 平成9年(1997)11月4日

(51) Int.Cl.⁸

H 0 4 J 13/04

識別記号

庁内整理番号

FI

H 0 4 J 13/00

技術表示箇所

G

審査請求 未請求 請求項の数 3 OL (全 9 頁)

(21)出願番号 特願平8-100107

(22)出願日 平成8年(1996)4月22日

(71)出願人 000005049

シャープ株式会社

大阪府大阪市阿倍野区长池町22番22号

(72) 発明者 浜口 察弘

大阪府大阪市阿倍野区長池町22番22号 シ
ヤープ株式会社内

(72)発明者 窪田 稔

大阪府大阪市阿倍野区長池町22番22号 シ
ヤープ株式会社内

(72)発明者 岡本 直樹

大阪府大阪市阿倍野区長池町22番22号 シ
ャープ株式会社内

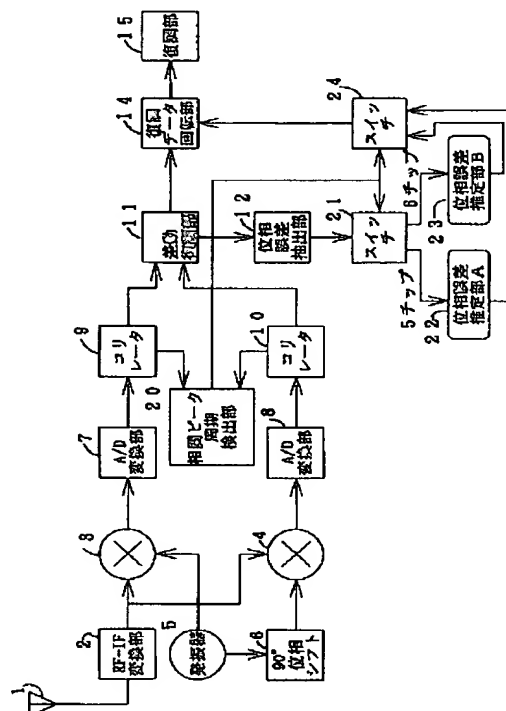
(74)代理人 弁理士 深見 久郎

(54) 【発明の名称】 スペクトル拡散通信受信機

(57) 【要約】

【課題】 遅延多重を用いた直接拡散スペクトル拡散通信システムの受信機で、送受信間の周波数誤差による位相誤差を、多重波のそれぞれの遅延波のチップ数に応じて補償する。

【解決手段】 たとえば、送信側で１１チップの符号で拡散された信号を５チップの遅延多重を行なったとする。コリレータ９，１０で相関を取り、差動復調部１１で復調された信号は、一方が位相誤差抽出部１２を経てスイッチＡ２１に、他方は復調データ回転部１４に送られる。相関ピーク検出部２０で５チップ、６チップの相関ピークを検出し、スイッチ２１，スイッチ２４を切替える。相関ピークが５チップの場合、信号はスイッチ２１，位相誤差推定部Ａ２２，スイッチ２４を経由して、正確な位相回転量が復調データ回転部１４に送られる。相関ピークが６チップの場合、信号はスイッチ２１，位相誤差推定部Ｂ２３，スイッチ２４を経由して、正確な位相回転量が復調データ回転部１４に送られる。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 送信側で拡散符号に対し、任意のチップ数遅らせた遅延波を任意の数だけ多重し、かつ、連続する遅延波が有するデータにおいて差動符号化を施した変調データを受信するスペクトル拡散通信受信機において、送受信間の周波数のずれによる位相誤差を推定しその推定値と検出された相関ピークの周期により多重波の各波の遅延量に応じて復調データに補償を加える手段を有することを特徴とするスペクトル拡散通信受信機。

【請求項2】 多重された拡散信号の各波のピークを検出するコリレータと、コリレータの出力により各波の相関ピークの周期を検出する相関ピーク周期検出部と、コリレータの出力により差動復調する差動復調部と、差動復調部により復調されたデータの位相を回転させる復調データ回転部と、差動復調部からの信号により各波の位相誤差を抽出する位相誤差抽出部と、相関ピーク周期検出部により制御される第1および第2のスイッチと、第1のスイッチにより位相誤差抽出部からの信号を切換えて各波の位相誤差を推定する複数の位相誤差推定部とを有し、位相誤差推定部からの信号は第2のスイッチにより

切換えられて復調データ回転部に送られ、送受信間の周波数のずれによる位相誤差をその遅延量ごとに推測して、遅延量に応じ復調データに補償を加えることを特徴とする請求項1記載のスペクトル拡散通信受信機。

【請求項3】 多重された拡散信号の各波のピークを検出するコリレータと、コリレータの出力により各波の相関ピークの周期を検出する相関ピーク周期検出部と、コリレータの出力により差動を復調する差動復調部と、差動復調部により復調されたデータの位相を回転させる復調データ回転部と、差動復調部からの信号により各波の位相誤差を抽出する位相誤差抽出部と、位相誤差抽出部からの信号から、各波の位相誤差の平均値を推定する位相誤差推定部と、相関ピーク周期検出部により制御される位相誤差係数演算部とを有し、位相誤差推定部からの信号は位相誤差係数演算部において遅延量に応じて係数を掛けられ復調データ回転部の復調データに補償を加えることを特徴とする請求項1記載のスペクトル拡散通信受信機。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、直接拡散スペクトル拡散通信における受信機に関するもので、特に、本出願人が平成7年8月11日に出願したスペクトル拡散通信システム（特願平7-206159号）の受信機に関するものである。

【0002】

【従来の技術】近年、直接拡散を用いたスペクトル拡散通信システムが各分野において利用されだしている。スペクトル拡散通信は従来の通信に比べて、周波数選択性フェージングや狭帯域雑音に強いといった特徴を持つ。

【0003】図5は、送信機で1次変調後に差動符号された情報ビット列（a）と、たとえば11チップのパーカー符号による拡散の様子（b）と、受信機での相関ピーク検出周期（c）を示すものである。ここで、1次変調は位相の不確実性を除去するため差動符号化したBPSK（DBPSK）を行なっているものとする。この図において差動符号化された情報ビット列（a）は、10110...であり、これを（b）のように、データが1のときは10110111000の11チップで拡散し、データが0のときはその反転の01001000111で拡散することを示している。受信機では（c）に示すように11チップごとに相関ピークが検出される。

【0004】図6は、従来のDBPSK方式のスペクトル拡散通信受信機のブロック図である。各部の働きを以下に示す。アンテナ1においてスペクトル拡散信号を受信し、その信号はRF/IF変換部2に入力される。RF/IF変換部2で周波数変換された信号は2系統に分割され、第1および第2のミキサ3、4に供給され、発振器5からのローカル信号とこれを90°位相変換する90°位相シフト6からのローカル信号で直交復調される。その後、それぞれの信号は第1および第2のアナログデジタル変換部（A/D変換部）7、8でデジタル信号に変換された後、第1および第2のコリレータ9、10で相関ピークが検出される。この2系統の相関ピークは差動復調部11に入力され、差動復調される。一方、差動復調部11からの信号は位相誤差抽出部12に供給され、ここでは差動復調部11で復調されたデータをもとに、そのデータの本来あるべき位相平面上からの回転角を求める。そのデータは、位相誤差推定部13に供給され、ここでは位相誤差抽出部12での結果を利用して、送受信間での周波数の誤差によって生じる復調データの回転角を推定する。復調データ回転部14では位相誤差推定部13からのデータにより復調データを回転し、その後復調部15でデータが復調される。

【0005】推定誤差の推定の方法については各種考えられるが、ここではその一例を図7により説明する。図7において、変調方法は前述のようにDBPSKと仮定しているので、その差動復調後のデータを位相平面上で（x, y）で表わすと、ノイズ等の影響がない場合は、復調データがI軸上の2点になる。特に、ここでは簡単化のために理想的な状態の変調データの位相平面上の座標を（1, 0）あるいは（-1, 0）とする。しかし、送受信間の周波数にオフセットが存在する場合、復調データは位相平面上で回転するという影響を受ける。図7（a）は周波数オフセットがない場合で、同図（b）は周波数オフセットがある場合である。ここで、伝送系に、たとえば、ホワイトノイズがあると、周波数に誤差がない場合は、（a）の図の2点を中心に、復調データが位相平面上で広がる。すなわち、位相平面上の座標では（1 + n_i, n_r）あるいは（-1 + n_i, n_r）とな

り、 n_x 、 n_y がガウス分布することになる。周波数誤差が存在すると、(b)の図の2点を中心に同様に広がることになる。位相平面上の座標で表わすと $(x + n_x, y + n_y)$ あるいは $(-x + n_x, -y + n_y)$ となる。ただし、 $x = \cos \phi$ 、 $y = \sin \phi$ である。 ϕ は周波数オフセットで生じる回転で、図7に示す角度である。復調系では、I軸の0、すなわちQ軸が判定のスレッシュホールドに設定されるので、(a)と(b)を比較した場合、(b)のほうが悪化する傾向になることは明らかである。そこで、位相誤差抽出部12では、たとえば下記の式のような2つの位相誤差情報 $\Delta \phi I$ 、 $\Delta \phi Q$ （本来データが存在する位相平面上の点からの回転角の正弦値と余弦値）を抽出し位相誤差推定部13にその値を渡す。

【0006】

【数1】

$$\begin{pmatrix} |\Delta \phi I| \\ |\Delta \phi Q| \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{|x + n_x|}{\sqrt{(x + n_x)^2 + (y + n_y)^2}} \\ \frac{|y + n_y|}{\sqrt{(x + n_x)^2 + (y + n_y)^2}} \end{pmatrix}$$

【0007】さらに回転の方向については、復調データの位相平面上の座標の正負によって判断できる。たとえば、復調データのI軸に対する座標と、Q軸に対する座標が同符号ならば回転方向は反時計回り、異符号ならば時計回りというふうに判定できる。すなわち、同符号の場合は $|\Delta \phi I|$ 、 $|\Delta \phi Q|$ をそのまま位相誤差推定部13に渡し、異符号の場合は $|\Delta \phi I|$ 、 $-|\Delta \phi Q|$ を渡せば、そのデータの回転角を渡したことになる。そして、位相誤差推定部13では $\Delta \phi I$ と $\Delta \phi Q$ を時間平均し、その値を復調データ回転部14に渡す。時間平均を取る理由は、雑音によるばらつきを平均化するためである。時間平均を取ると、先に示した n_x 、 n_y を平均することになり、これらはガウス分布であるため0に漸近する。位相誤差推定部13でN個のサンプルを平均するとすれば、位相誤差推定部の出力では以下の式に示される出力を得ることになる。

【0008】

【数2】

$$\begin{pmatrix} \cos \phi \\ \sin \phi \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{1}{N} \sum_{n=a-N}^{n=a-1} (\Delta \phi I_n) \\ \frac{1}{N} \sum_{n=a-N}^{n=a-1} (\Delta \phi Q_n) \end{pmatrix}$$

【0009】ここで $\Delta \phi I_i$ 、 $\Delta \phi Q_i$ はi番目のデータの位相回転量を示している。またこの式は、a番目のデータが復調されたときはそれより過去のN個の平均を用いて位相回転量を計算することを示し、a番目のデー

タは上式で求められる位相回転量で補償角度が決定されることを意味している。

【0010】復調データ回転部14は差動復調部11からのデータを位相誤差推定部13からのデータで補償し、すなわち差動復調部11から得たデータを位相誤差推定部13から得た位相分すなわち図7(b)の位相誤差分 $-\phi$ 回転し、その後、復調部15で送信データを決定することにより、周波数誤差の影響による誤り率特性の劣化を軽減する。これを式で示すと、差動復調部13

10

での復調データの位相平面上での座標を (x, y) 、その時点での位相誤差推定部の回転角を ϕ とすると、復調データ回転部14では以下の式に従って演算すれば、

(x, y) に含まれる位相回転分を取除くことができる。

【0011】

【数3】

$$\begin{pmatrix} X \\ Y \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \phi & \sin \phi \\ -\sin \phi & \cos \phi \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix}$$

20

【0012】上記の式に従うと (X, Y) が復調部15で判定されるデータである。要約すると、図6の位相誤差推定部13と復調データ回転部14とによって位相誤差の推定値からデータの位相を補償する位相補償回路が構成されている。

【0013】

30

【発明が解決しようとする課題】まず、本発明が用いられる特願平7-206159号に記載されたスペクトル拡散通信システムについて簡単に説明する。本システムでは、送信側ではシリアル/パラレル変換され拡散された信号を、同じ拡散符号をその位相を変えて多重化、すなわち、同じ拡散符号をnチップ遅延させて用いることにより多重化を行なっている。以下の説明においてはこの方法を遅延多重と呼ぶ。また、本発明の送信側では、送信データを差動符号化し、連続する多重された拡散信号の位相差でこの情報を送信し、また、受信機では回路を簡略化するため準同期検波を行なうことを仮定しており、多重波が存在すること以外は、従来の多重波がない場合と比べてその他の復調方法に違いはない。

40

【0014】ここで、問題となるのは、スペクトル拡散通信に限らず、安定度の高い発振器を用いない準同期検波を行なう受信機で差動復調を行なう場合、送受信間でのローカル周波数のずれが復調データの位相に回転を与えることである。この場合、従来例でも示したように、周波数誤差による位相回転量を推定し、復調の際に補償する必要がある。遅延多重された直接拡散スペクトル拡散通信における位相誤差の補償に際し、多重されていない方式の位相補償回路をそのまま適用しても、遅延チップ数に違いがある場合、適切な位相補償をすることができない。これが本発明が解決しようとする問題点である。

50

【0015】具体的な例である、11チップの拡散符号

を用いる遅延多重スペクトル拡散通信において、2多重する場合について考える。2多重する際に遅延量についてはさまざまなパターンが考えられるが、その一例である11チップの拡散符号を5チップ遅延させて生じる5チップ6チップの繰返しによる多重について説明する。このような変調信号を受信すると、受信機での相関ピークは5チップと6チップ置きで繰返しで検出されることになる。これについては後述の図2(e)を参照されたい。この送信側の送信データと拡散符号の時間の関係については、後述の発明の実施の形態で詳しく説明する。この場合、送受信間で $\Delta\omega$ の周波数誤差が存在すると、差動復調後のデータは本来あるべき位相に対して、相関ピークの周期がTの場合、 $\Delta\omega T$ 回転することになる。すなわち、1チップの間隔を t_c とすると、5チップの間隔の相関ピークの周期は $T = t_c \times 5$ になり、これにより復調データは $\Delta\omega t_c \times 5$ の位相分回転することになる。一方、6チップの場合は $\Delta\omega t_c \times 6$ の位相回転が加えられることになる。これを、従来の遅延多重を考慮していない位相補償回路で補償すると、両チップとも $\Delta\omega t_c \times 5$ の補償を加えることになり、適切な補償がなされないことになる。

【0016】

【課題を解決するための手段】前述の課題を解決するために、本発明の受信機では、多重された各波の遅延量に応じて位相誤差を推定する手段と、復調する際に検出された相関ピークの周期により遅延量に応じて位相補償を加える手段を設けた。また、平均の位相誤差を推定し、多重された各波の遅延量に応じて位相補償を施す際検出された相関ピークの周期によりそれぞれに適切な係数を掛ける手段を設けた。

【0017】

【発明の実施の形態】図1は本発明の第1の実施の形態における受信機のブロック図である。図2は情報ビットと拡散符号と受信機での相関ピーク検出周期との関係を示すグラフである。この実施の形態において変調は従来例と同様に、1次変調はDBPSK、2次変調の拡散符号のチップ数は11チップとする。

【0018】まず、図2によって、遅延多重を用いたスペクトル拡散通信の変調側のデータ列と受信機での相関ピークの検出周期について説明する。この場合、遅延多重を使うことにより、誤り率特性は遅延多重しない場合に比べて劣化するが、この例では同じ周波数帯域で情報が2倍送れるというメリットがある。まず、伝送したいビット列をシリアル/パラレル変換し、差動符号化し、同図(a)、(b)に示すビット列1, 2, ...に割当てる。それぞれを11チップの符号で拡散すると同図

(c)、(d)のようになる。すなわち、連続するスペクトル拡散信号が表わす位相の差動分でデータを送信していることになる。これを受信側で復調すると、同図(e)に示すように、相関ピークは5チップ、6チ

ップ、5チップ、6チップというように順番に出力され、その位相差を検知すること(差動復調)で送信データが復調できることになる。

【0019】図1において、アンテナ1から位相誤差抽出部12までは従来例と同様の働きを行なう。ここまでの系で、従来例と異なることは、相関ピークが従来例では多重していないので、11チップ置きに検出され、本実施例では5チップ6チップの繰返しで相関ピークが検出されることである。そして、コリレータ9、10の出力は相関ピーク周期検出部20に送られ、相関ピーク周期が検出される。差動復調部11での復調データは、位相誤差抽出部12を経由して、相関ピーク周期検出部20による選択信号で、スイッチ21によって5チップ周期の相関による位相誤差データは、位相誤差推定部A22に送られ、6チップ周期の相関による位相誤差データは位相誤差推定部B23に送られる。位相誤差推定部A22および位相誤差推定部B23では、従来の位相誤差推定部と同様に位相誤差が推定される。一方、差動復調部11で復調されたデータは復調データ回転部14で回転されるわけであるが、5チップ周期の相関で復調されたデータは位相誤差推定部A22のデータで回転され、6チップ周期の相関で復調されたデータは位相誤差推定部B23のデータで回転される。どちらの位相誤差データを用いるかは、スイッチ24によって選択され、このスイッチ24もスイッチ21と同様、相関ピーク周期検出部20による選択信号で制御される。

【0020】これを式で説明するために、受信信号の受信順を便宜上奇数番目は5チップ周期の相関、偶数番目は6チップ周期の相関によるデータであるとする。位相誤差推定部A22または位相誤差推定部B23では、従来例と同様、過去N個のサンプルについて平均を取るとすれば、ある時点でたとえば、 $2t-1$ 番目の受信データによる復調を行なう際、位相誤差推定部の出力は以下の式で示される値になる。

【0021】

【数4】

$$\begin{pmatrix} \cos \phi \\ \sin \phi \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{1}{N} \sum_{n=t-N}^{n=t-1} (\Delta\phi I_{2n-1}) \\ \frac{1}{N} \sum_{n=t-N}^{n=t-1} (\Delta\phi Q_{2n-1}) \end{pmatrix}$$

【0022】そして、従来例と同様に復調データ回転部14で位相補償を受けるわけである。同様に $2t$ 番目の受信データによる復調を行なう際は、位相誤差推定部の出力は以下の式で示される値になり、同様に復調データ回転部14において位相補償を受ける。

【0023】

【数5】

$$\begin{pmatrix} \cos \phi \\ \sin \phi \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{1}{N} \sum_{n=t-N}^{n=t-1} (\Delta \phi I_{2n}) \\ \frac{1}{N} \sum_{n=t-N}^{n=t-1} (\Delta \phi Q_{2n}) \end{pmatrix}$$

【0024】そして、従来例と同様に復調部15でデータが判定される。次に、データが補償されるようすを、図3の位相空間ダイアグラムを用いて説明する。図3

(a)は、送受信間で周波数誤差がないときの差動復調後の位相である。図7(a)と同様にI軸上に180°の位相差で2点が復調される。一方、送受信間で周波数誤差が存在すると、図7(b)の従来例でも示したように、復調後に位相が回転してしまう。従来の位相補償回路をそのまま適用すると、一様に図3(b)に示す平均の回転角を補償してしまう。しかしながら、本発明の要旨である位相誤差推定部A22では、5チップの相関間隔のデータに対し、同図(c)の位相回転 ϕ_a を検知する。また、位相誤差推定部B23では、6チップに対しては同図(d)の位相回転 ϕ_b を検知する。これにより、遅延チップ数に応じた位相補償ができるわけである。また、従来例と同様に、位相誤差を検知する際、時間平均を取ることがいうまでもない。2多重の場合は、特に相関ピーク周期検出部20は特別な回路を用意する必要はなく、たとえば相関ピークが検知されそのときのデータを位相誤差推定部A22にスイッチ21を通して送った場合は、その復調データは位相誤差推定部A22の情報 ϕ_a を用いるようにスイッチ24を使って位相補償し、その次のデータは位相誤差推定部B23に送り、その復調データは位相誤差推定部B23の情報 ϕ_b を用いて位相補償を施すといった動作を繰返せばいいことになる。簡単にまとめると、相関ピークが検出されるたびに、スイッチ21とスイッチ24を交互に切換えればよいことになる。

【0025】また、多重数が増え、異なる遅延量を持つ多重がある場合は、その数だけ位相誤差推定部を持てばよいことになる。たとえば、6多重のシステムにおいて、aチップの遅延が3波、bチップの遅延が2波、cチップの遅延が1波を多重してa, a, a, b, b, cの順番で送信する場合を考えると、受信側では位相誤差推定部を3つ用意し、aチップの遅延波は位相誤差推定部a、bチップの遅延波は位相誤差推定部b、cチップの遅延波は位相誤差推定部cで補償するように相関ピーク周期検出回路を利用して振分けるシステムを加えればよいことになる。この相関ピーク検出回路も容易に実現できる。たとえば、カウンタを用意し、相関ピークをカウントし、その出力が0~2までは復調データを位相誤差推定部aに渡し、その復調データに位相誤差推定部aからの位相回転情報 ϕ_a で位相を回転すればよく、3、4の場合は復調データを位相誤差推定部bに、5の場合

は位相誤差推定部cに復調データを渡し、同様に ϕ_b 、 ϕ_c の位相回転を加えればよい。もちろん、カウンタの出力が5になるとカウンタをリセットする。

【0026】相関周期の順序が受信機で予めわかっていない場合は、相関ピークと相関ピークの間のチップ用クロックをカウントし、スイッチの制御データを作ることとも考えられる。

【0027】次に図4について本発明の第2の実施の形態について説明する。変調側は第1の実施の形態と同様の変調が掛けられているとする。

【0028】図4は本発明の第2の実施の形態のブロック図である。アンテナ1から復調部15まで従来例または図1と同一符号の部分は従来例または図1と同様の働きを行なう。位相誤差推定部13では図6と同様に5チップの遅延量を持つ遅延波と6チップの遅延量を持つ遅延波の位相誤差の平均を計算することになる。第1の実施の形態では送受信間の周波数誤差による位相回転を5チップ分と6チップ分とに分けて検出したが、本実施の形態では従来例と同様に1つの位相誤差推定部13を持っているので、5チップと6チップの平均、すなわち5.5チップ分の位相誤差が検出されることになる。そこで、位相誤差推定部13のデータを供給される位相誤差係数演算部30で5チップの場合は位相誤差を10/11倍し、復調データ回転部14に送り、6チップの場合は12/11倍して復調データ回転部14に送る演算を施す。相関周期が5チップから6チップかは、相関ピーク周期検出部20で判断され、そのデータが位相誤差係数演算部30に送られる。また、相関ピーク周期検出部20の構成は、第1の実施の形態と同様のものが考えられる。この位相誤差係数演算部30により、復調部15では第1の実施の形態と同程度の精度で復調データに対し位相補償を施すことができる。

【0029】これを図3の位相空間ダイアグラムを用いて説明する。図3(a)は周波数誤差がない場合である。この実施の形態の位相誤差推定部は1つであるので、図3(b)の5.5チップ分の位相回転 ϕ が検出される。一方、データは5チップ分と6チップ分の位相回転が要求されるので、位相誤差係数演算部30で5チップの場合は、位相誤差推定部13で得られた回転角度を10/11(5/5.5)倍し、同図(c)の位相回転のデータを得ることができる。同様に6チップの場合は12/11(6/5.5)倍すれば、同図(d)の位相回転データを得ることができる。

【0030】次に、多重数がN、拡散符号のチップ数がm、aチップの遅延波がh波、bチップの遅延波がi波、cチップの遅延波がj波の場合について示す。この場合、本発明の位相誤差推定部で得られるデータは次の式に示されるように、TCPチップ分に相当する位相回転量Phaseである。

【0031】

【数6】

$$TCP = (a \times h + b \times i + c \times j) / N = m / N$$

【0032】であり、位相誤差推定部では、多重波の平均遅延チップ数であるTCPチップ相当の位相回転量Phaseが得られていることになる。よって、aチップの遅延波に対する位相回転量PhaseAは、 $PhaseA = Phase \times a / TCP$ である。すなわち、位相誤差推定部で得られるデータPhaseは平均の遅延チップ数すなわちTCPに対する位相回転量であり、復調するデータがaチップ遅延の場合は、それに適応させる必要がある。そこで a / TCP を乗ずることにより、aチップ遅延波の位相回転量が得られることになる。

【0033】同様にbチップ遅延、cチップ遅延に対してはPhaseB、PhaseCは

$$PhaseB = Phase \times b / TCP$$

$$PhaseC = Phase \times c / TCP$$

となる。よって、aチップの遅延波に対しては a / TCP 、bチップの遅延波に対しては b / TCP 、cチップの遅延波に対しては c / TCP の係数を、位相誤差推定部のデータに位相誤差係数演算部で乗じればよいことになる。

【0034】この原理で、遅延数、多重数が変わっていても位相誤差係数は容易に推測することができる。

【0035】上記2実施の形態については、BPSKについて説明したが、QPSKあるいはその他の位相変調にも用いることができる。

【0036】

【発明の効果】本発明によれば、遅延多重を用いた直接スペクトル通信において、受信機で送受信間の周波数誤差による位相誤差を遅延チップ数に応じて補償してやることにより、準同期検波を行なった場合にも誤り率を改善することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の一実施の形態のブロック図である。

【図2】遅延多重を用いたスペクトル拡散通信の変調側 *

* のデータと拡散符号と受信機での相関ピーク検出周期について示すグラフである。

【図3】差動復調後の位相空間ダイアグラムを示す図である。(a)は送受信間で周波数誤差がない場合、

(b), (c), (d)は周波数誤差がある場合で、それぞれ11チップを用いた場合の5.5チップ相当の位相回転, 同じく5チップ相当の位相回転, 同じく6チップ相当の位相回転を示す。

【図4】本発明の第2の実施の形態のブロック図である。

【図5】従来のスペクトル拡散通信の変調側のデータと拡散符号の関係と受信機での相関ピーク検出周期について示すグラフである。

【図6】従来のスペクトル拡散通信に用いられる受信機のブロック図である。

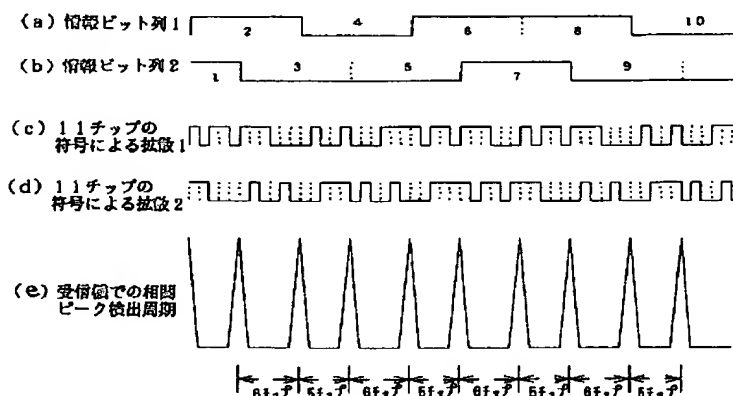
【図7】差動復調後の位相空間ダイアグラムを示す図である。(a)は送受信間で周波数誤差がない場合、

(b)は周波数誤差がある場合を示す。

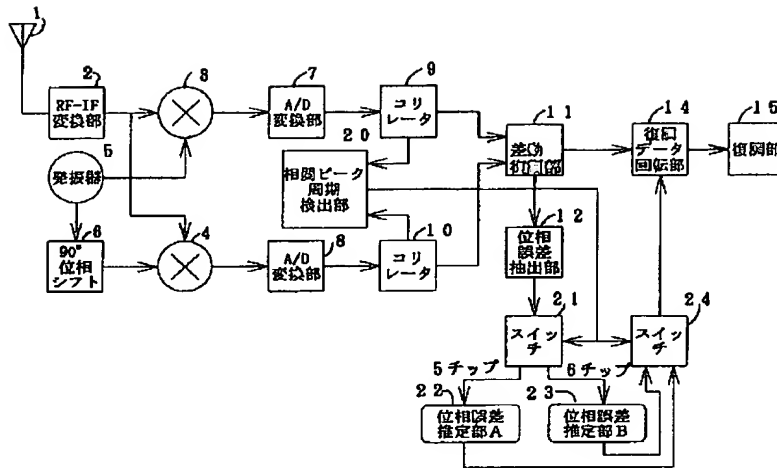
【符号の説明】

- 1 受信アンテナ
- 2 RF-IF変換部
- 3, 4 ミキサ
- 5 発振器
- 6 90°位相シフタ
- 7, 8 A/D変換部
- 9, 10 コリレータ
- 11 差動復調部
- 12 位相誤差抽出部
- 13 位相誤差推定部
- 14 復調データ回転部
- 15 復調部
- 20 相関ピーク周期検出部
- 21, 24 スイッチ
- 22 位相誤差推定部A
- 23 位相誤差推定部B

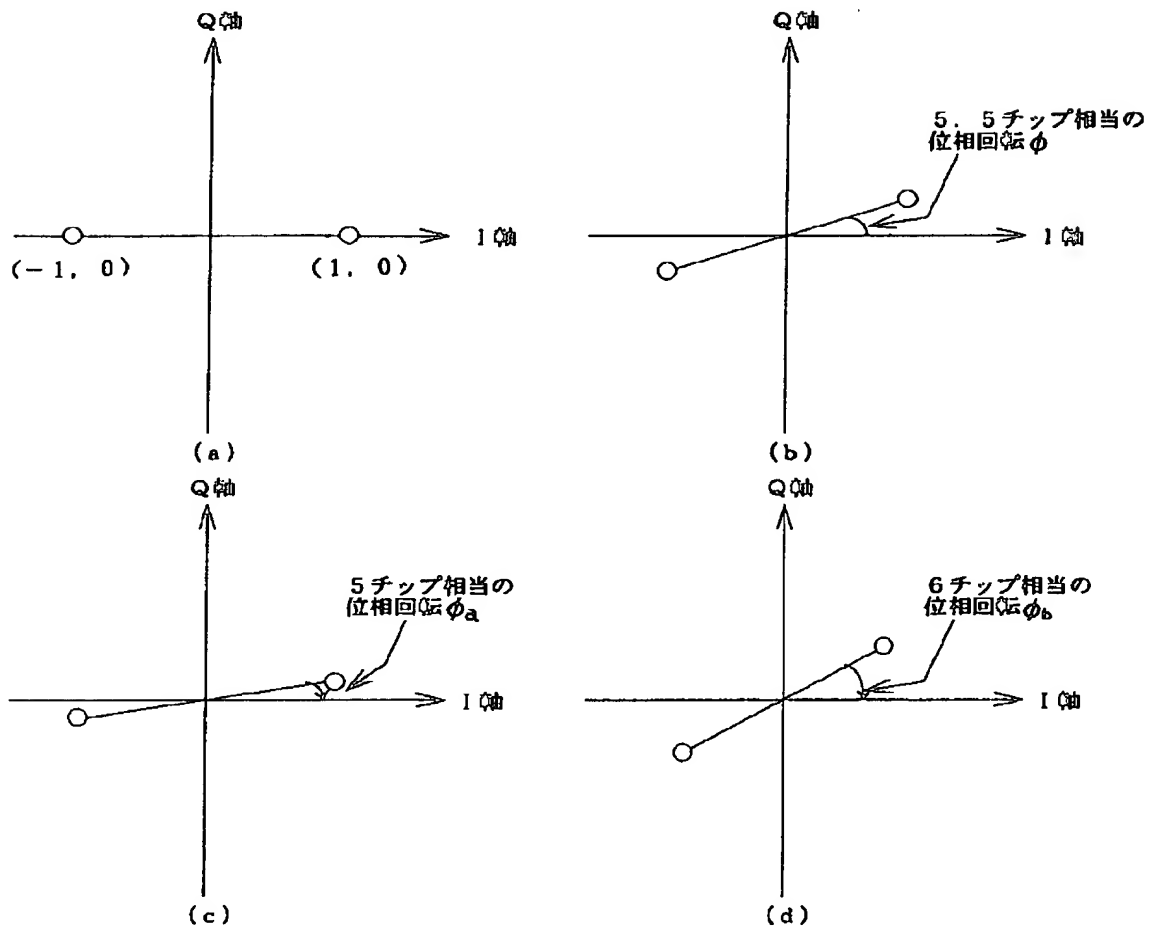
【図2】



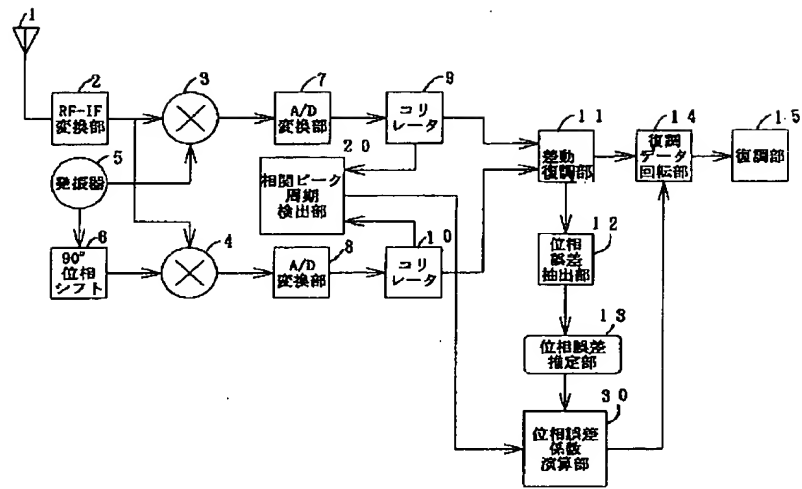
【図1】



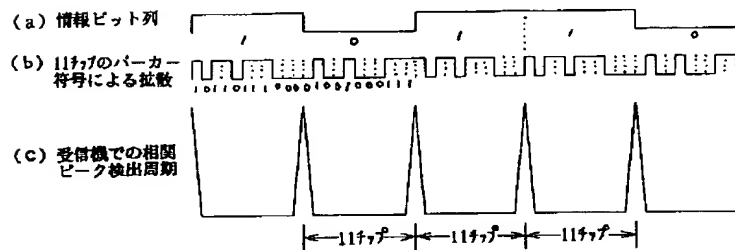
【図3】



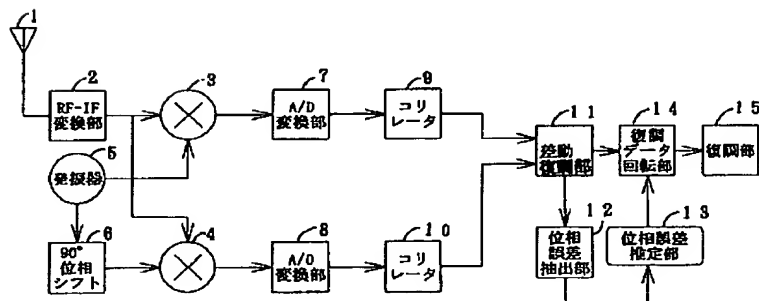
【図 4】



【図5】



【図 6】



【図7】

